

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 0 758 149 A2

(12)

DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

(43) Date de publication:

12.02.1997 Bulletin 1997/07

(51) Int Cl.⁶: H01Q 3/26

(21) Numéro de dépôt: 96401698.4

(22) Date de dépôt: 30.07.1996

(84) Etats contractants désignés:
DE FR GB IT

(30) Priorité: 08.08.1995 FR 9509606

(71) Demandeur: THOMSON-CSF
75008 Paris (FR)(72) Inventeur: Normant, Eric
92402 Courbevoie Cedex (FR)(74) Mandataire: Beylot, Jacques
THOMSON-CSF-S.C.P.I.,
13, Avenue du Président
Salvador Allende
94117 Arcueil Cédex (FR)

(54) Procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau

(57) La présente invention concerne la détermination des commandes ou coefficients de pondération en phase et en amplitude, à l'émission comme à la réception, des signaux des sous-réseaux d'une antenne réseau. Elle a pour objet un procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau comportant un ensemble de sous-réseaux qui sont constitués d'un ou plusieurs éléments rayonnants combinés et un ensemble de circuits de réglage permettant de modifier la phase et l'amplitude des signaux émis ou reçus par les sous-réseaux. Ce procédé est remarquable en ce que l'environnement radioélectrique de l'antenne réseau est modélisé sous forme d'un ensemble de configurations chacune spécifique d'une cible d'intérêt que l'on cherche à détecter et définie par une puissance de bruit blanc du point de vue angulaire présent au niveau de chaque sous-réseau et par une répartition de cibles vues par l'antenne réseau et constituées de la cible d'intérêt spécifique et d'autres cibles réelles ou virtuelles vues par la même occasion et considérées comme parasites, en ce que l'on associe à chaque configuration un coefficient de pondération et en ce que l'on détermine les commandes de l'antenne réseau de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne généralisée faite sur les estimations des signaux des cibles d'intérêt dans l'ensemble des configurations retenues compte tenu des coefficients de pondération attribués à chaque configuration.

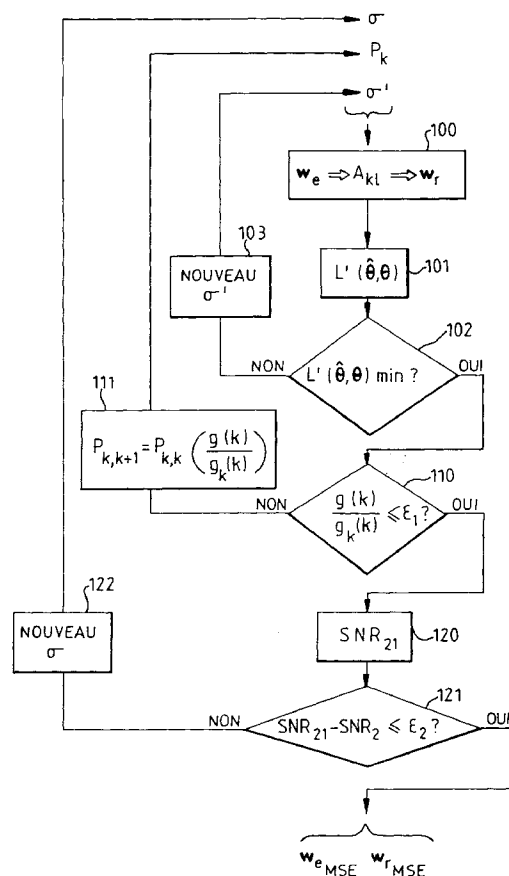


FIG.3

Description

La présente invention concerne la détermination des commandes ou coefficients de pondération en phase et en amplitude, à l'émission comme à la réception, des signaux des sous-réseaux d'une antenne réseau.

Soit R une antenne réseau constituée de N sous-réseaux R_j , j variant de 1 à N, chaque sous-réseaux étant constitué d'éléments rayonnants dont les signaux sont combinés par un combineur sur un port unique d'entrée-sortie. En repérant la direction de visée de l'antenne réseau par rapport à un référentiel orthonormé direct Oxyz dont l'axe Ox est parallèle à la largeur de l'antenne réseau supposée orientée verticalement, l'axe Oy parallèle à la longueur de l'antenne réseau supposée orientée horizontalement et l'axe Oz normal à la surface de l'antenne réseau, à l'aide d'un angle γ que fait la direction de visée par rapport à sa projection dans le plan Oxy et qui correspond à l'azimut et à l'aide d'un angle δ que fait la projection de la direction de visée dans le plan Oxy avec l'axe Oz et qui correspond à l'élévation. les coordonnées du vecteur unitaire $\mathbf{u}$ de la direction de visée peuvent s'exprimer par :

$$\mathbf{u} = \begin{pmatrix} \cos\gamma \sin\delta \\ \sin\gamma \\ \cos\gamma \cos\delta \end{pmatrix}$$

Dans l'écriture des formules on adopte dans la suite, la convention selon laquelle les vecteurs et les matrices sont toujours écrits en gras et les scalaires en maigre.

Soit un signal monochromatique $s(t)$, de fréquence f, d'amplitude a et de phase φ en provenance d'une direction repérée par les angles d'élévation et d'azimut (δ, γ). Le signal correspondant délivré par l'antenne réseau en réception est de la forme :

$$s_r(t) = s(t) \sum_{j=1}^N w_j e^{i \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d_j} f_j(\delta, \gamma, \lambda) \quad (1)$$

avec :

$$s(t) = a e^{i(2\pi ft + \varphi)}$$

i étant la racine de -1,

λ étant la longueur d'onde du signal reçu,

Δd_j étant le rapprochement (signe positif) ou l'éloignement (signe négatif), pour la direction visée, du centre de phase S_j du sous-réseau R_j par rapport au centre de phase O de l'antenne réseau :

$$\Delta d_j = \mathbf{u} \cdot \mathbf{OS}_j$$

w_j étant la commande ou le coefficient de pondération en amplitude et phase associé au sous-réseau R_j , et f_j étant une fonction caractéristique du sous-réseau R_j telle que :

$$|f_j(\delta, \gamma, \lambda)|^2 = A_j(\delta, \gamma, \lambda)$$

représente la surface équivalente de R_j ;

La contribution de l'antenne en réception exprimée dans la relation (1) peut également se mettre sous une forme vectorielle :

$$s_r(t) = s(t) \mathbf{w}^T \mathbf{v}$$

en posant:

$$\begin{cases} \mathbf{w} = (w_j)_{1 \leq j \leq N} \\ \mathbf{v} = \left(e^{i \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d_j} f_j(\delta, \gamma, \lambda) \right)_{1 \leq j \leq N} \end{cases} \quad (2)$$

T désignant l'opération de transposition. $\mathbf{w}$ est un vecteur dit vecteur des commandes car il a pour composantes les N pondérations en amplitude et en phase w_j appliquées aux signaux des N sous-réseaux lors de leur combinaison sur l'unique port d'entrée-sortie de l'antenne réseau. $\mathbf{v}$ est un autre vecteur dit vecteur de réseau dont les N composantes sont des coefficients complexes représentant l'influence de chaque sous-réseau sur l'amplitude et la phase du signal capté.

On peut, de manière similaire, exprimer le signal $s_e(t)$ émis par l'antenne réseau lorsque ses sous-réseaux sont excités par le même signal $s(t)$:

$$s_e(t) = s(t) \sum_{j=1}^N w_j e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d_j} g_j(\delta, \gamma, \lambda)$$

g_j étant une fonction caractéristique du sous-réseau R_j telle que :

$$|g_j(\delta, \gamma, \lambda)|^2 = G_j(\delta, \gamma, \lambda)$$

représente le gain du sous-réseau R_j . D'après le théorème de réciprocité, on a :

$$G_j(\delta, \gamma, \lambda) = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_j(\delta, \gamma, \lambda) \quad (3)$$

Comme pour la réception, on peut écrire la contribution de l'antenne réseau à l'émission sous une forme vectorielle :

$$s_e(t) = \sqrt{\frac{4\pi}{\lambda^2}} s(t) \mathbf{w}^T \mathbf{v}^*$$

* désignant l'opérateur conjugué et $\mathbf{w}$ le vecteur des commandes et $\mathbf{v}$ le vecteur de réseau définis à la relation (2), cela en tenant compte du fait que l'on a en raison de la relation (3) :

$$g_j(\delta, \gamma, \lambda) = \sqrt{\frac{4\pi}{\lambda^2}} f_j(\delta, \gamma, \lambda)$$

Ainsi, aussi bien à l'émission qu'en réception, la contribution de l'antenne réseau se modélise sous forme d'un produit scalaire entre le vecteur des commandes et le vecteur de réseau représentant les influences respectives de chaque sous-réseau sur l'amplitude et le déphasage du signal capté ou émis.

On se propose ici de déterminer les vecteurs des commandes pour optimiser l'utilisation de l'antenne réseau en émission et en réception.

Le problème consistant à trouver le vecteur des commandes d'une antenne réseau a été abordé par de nombreux auteurs. Parmi l'abondante littérature disponible, la majeure partie a considéré le problème sous l'angle de la synthèse d'un diagramme de rayonnement satisfaisant des contraintes imposées par un gabarit. On peut citer par exemple :

[1] T. T. Taylor, "Design of line source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes", IRE Trans. AP-3, 1955, pp 16-28

qui propose une démarche pour obtenir un diagramme de rayonnement avec un niveau uniforme de lobes secondaires.

Une limitation de cette technique est qu'elle s'applique uniquement à un réseau linéaire uniforme. Il en est de même pour de nombreuses autres pondérations appliquées également dans des problèmes d'analyse spectrale.

Une démarche plus générale a été proposée récemment dans :

[2] C. A. Olen, R. T. Compton, "A Numerical Pattern Synthesis Algorithm for Array", IEEE Trans. AP-38, No 10, October 1990, pp 1666-1676.

Dans cette nouvelle approche les auteurs utilisent des techniques de traitement d'antennes adaptatives. Le diagramme de rayonnement résultant est celui qui maximise le rapport signal à bruit thermique plus interférences (parasites divers dus aux ambiguïtés propres du radar et aux brouilleurs existants intentionnels ou non) conformément à l'enseignement de l'article :

[3] L. E. Brennan, L. S. Reed, "Theory of Adaptive Radar", IEEE Trans. AES-9, March 1973, pp 237-251.

Ainsi, pour obtenir un diagramme de rayonnement avec un niveau constant de lobes secondaires, il suffit de régler les niveaux relatifs des interférences prises en compte dans tout l'espace. A un degré d'itération k , on augmente le niveau d'interférence correspondant aux lobes secondaires élevés et l'on diminue le niveau d'interférence associé aux lobes secondaires plus faibles. L'augmentation ou la diminution du niveau d'interférence sont proportionnelles à l'écart entre le niveau de lobe secondaire obtenu et le niveau désiré. L'intérêt de cette méthode est qu'elle est indépendante de l'architecture de l'antenne réseau (antenne 3D avec des sous-réseaux non-uniformes par exemple). Elle permet également de synthétiser des diagrammes de rayonnement à partir de gabarits de formes quelconques.

Cette méthode a cependant l'inconvénient de ne pas faire le lien entre les exigences de l'application considérée et la synthèse des commandes de l'antenne. En effet, pour des applications radar ou sonar, les exigences premières de l'instrument s'expriment plus naturellement en terme de probabilité de détection qu'en terme de gabarit de diagramme de rayonnement d'antenne. De même pour des applications de télécommunication ou de radar de cartographie, les exigences se traduisent naturellement en terme de rapport signal à parasites, les parasites pouvant inclure le bruit thermique, des brouillages diverses, des ambiguïtés, le bruit de codage...

Aucune solution connue ne répond au problème de l'optimisation globale émission-réception d'une antenne réseau par rapport à des exigences de la forme "maximiser le rapport signal à parasites". Une première ébauche a cependant été proposée dans l'article :

[4] S. Barbarossa, G. Levrini, "An Antenna Pattern Synthesis Technique For Spaceborne SAR Performance Optimization", IEEE GE-29, No 2, March 1991, pp 254-259.

Cet article s'intéresse à l'optimisation de l'antenne d'un radar à synthèse d'ouverture (SAR), c'est-à-dire cartographique, du point de vue de la maximisation du rapport signal à ambiguïtés plus bruit thermique. Cependant, la méthode proposée présente divers manques :

- Elle ne traite que de l'optimisation en réception.
- Elle fait intervenir un niveau de bruit thermique à l'entrée des sous-réseaux qui n'est pas précisé ; en particulier, le lien entre ce niveau de bruit thermique et le rapport signal à bruit sur l'image n'est pas fait.
- Elle n'optimise le rapport signal à parasites que pour un point de la fauchée (zone d'intérêt en élévation), alors que pour l'application envisagée le concepteur a des exigences à tenir en terme de qualité d'image sur tout un domaine angulaire.

La présente invention a pour but un procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau permettant d'optimiser conjointement les commandes d'une antenne réseau aussi bien à l'émission qu'à la réception en fonction d'exigences liées aux performances du système dont fait partie l'antenne réseau et, notamment, du critère de maximisation du rapport signal à parasites (bruit thermique, bruit de codage, brouillage, ambiguïtés).

Elle a également pour but un procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau permettant d'optimiser les commandes d'une antenne réseau pour des signaux utiles et parasites à large bande.

Elle a aussi pour but un procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau permettant d'optimiser les commandes d'une antenne réseau pour l'ensemble des directions angulaires d'intérêt (la fauchée d'un radar de cartographie en élévation, son ouverture en azimut...) et pas seulement pour une direction angulaire unique, avec la possibilité de régler le niveau relatif de performance entre les différentes directions d'intérêt de façon à garantir un niveau homogène de performance.

Elle a encore pour but un procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau prenant en compte le bruit blanc du point de vue angulaire pour l'antenne (bruit correspondant au bruit thermique du récepteur, bruit de

codage...) de façon à satisfaire une contrainte de rapport signal à bruit après traitement, c'est-à-dire sur l'image pour un radar de cartographie ou avant seuillage de détection pour un radar de conduite de tir.

Elle a pour objet un procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau comportant un ensemble de sous-réseaux qui sont constitués d'un ou plusieurs éléments rayonnants combinés et un ensemble de circuits de réglage permettant de modifier la phase et l'amplitude des signaux émis ou reçus par les sous-réseaux sous l'action de commandes. Ce procédé est remarquable en ce que l'environnement radioélectrique de l'antenne réseau est modélisé sous forme d'un ensemble de configurations chacune spécifique d'une cible d'intérêt que l'on cherche à détecter et définie par une puissance de bruit blanc du point de vue angulaire présent au niveau de chaque sous-réseau et par une répartition de cibles vues par l'antenne réseau et constituées de la cible d'intérêt spécifique et d'autres cibles réelles ou virtuelles vues par la même occasion et considérées comme parasites, en ce que l'on associe à chaque configuration un coefficient de pondération et en ce que l'on détermine les commandes de l'antenne réseau de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne généralisée faite sur les estimations des signaux des cibles d'intérêt dans l'ensemble des configurations retenues compte tenu des coefficients de pondération attribués à chaque configuration.

Selon une autre caractéristique de l'invention, le coefficient de pondération attribué à chaque configuration peut être déterminé selon un processus itératif de manière à imposer aux composantes de l'erreur quadratique moyenne généralisée minimum, dues à chaque configuration, des rapports arbitraires prédéterminés.

Selon une autre caractéristique de l'invention, la puissance de bruit blanc du point de vue angulaire au niveau des sous-réseaux adoptée en réception, dans les différentes configurations, est déterminée en fonction du rapport signal à interférence plus bruit désiré en sortie d'un système de réception connecté à l'antenne.

Selon une autre caractéristique de l'invention, la puissance de bruit blanc du point de vue angulaire au niveau des sous-réseaux adoptée en émission dans les différentes configurations est celle qui rend minimum, en réception, l'erreur quadratique moyenne généralisée normalisée par la puissance moyenne pondérée des cibles d'intérêt.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront de la description ci-après d'un mode de mise en oeuvre donné à titre d'exemple. Cette description sera faite en regard du dessin dans lequel :

- une figure 1 représente, de manière schématique, une antenne réseau avec son circuit de pointage équipant un circuit émetteur-récepteur de radar,
- une figure 2 est un schéma du noyau d'un procédé selon l'invention, de détermination des vecteurs des commandes optima d'une antenne réseau à l'émission et à la réception, et
- une figure 3 est un organigramme montrant l'ensemble des opérations d'un procédé selon l'invention de détermination des vecteurs des commandes optima d'une antenne réseau associée à un dispositif d'émission-réception radar.

Comme représenté sur la figure 1, une antenne réseau est formée d'un ensemble de sous-réseaux d'éléments rayonnants $R_1, R_2, \dots, R_j, \dots, R_N$ répartis sur un axe, une surface ou dans un volume. Un sous-réseau, représenté comme un unique élément rayonnant, peut comporter plusieurs éléments rayonnants raccordés par un combineur-distributeur dotant un sous-réseau d'un port unique d'entrée-sortie de signal à la manière d'un simple élément rayonnant. Chaque sous-réseau est connecté par son port d'entrée-sortie de signal à un combineur-distributeur général Σ par l'intermédiaire d'un circuit individuel de réglage de phase et d'amplitude $W_1, W_2, \dots, W_j, \dots, W_N$ commandé par un circuit pointeur 1.

Le combineur distributeur général Σ présente une série de ports individuels entrée-sortie raccordés aux sous-réseaux et un port commun d'entrée-sortie raccordé à un équipement émetteur récepteur 2 de radar. Il combine les signaux en provenance des sous-réseaux à destination de la partie réception de l'équipement émetteur-récepteur 2 et distribue le signal en provenance de la partie émetteur de l'équipement émetteur-récepteur 2 à destination des sous-réseaux R_j .

Chaque sous-réseau R_j reçoit un signal X_j , j variant de 1 à N qui est modifié en un signal $w_j X_j$ par son circuit individuel de réglage de phase et d'amplitude W_j .

Le pointeur 1 délivre le vecteur des commandes :

$$W = (w_1, w_2, \dots, w_N)$$

qui permet de former le plan d'onde de l'antenne réseau. Le problème qui se pose est de déterminer ce vecteur des commandes en fonction des circonstances de manière à optimiser l'utilisation de l'antenne réseau.

Pour résoudre ce problème, on commence par modéliser les différentes situations de l'ambiance radioélectrique de l'antenne réseau et du système émission-réception dont elle fait partie sous forme d'un ensemble de configurations (C_k) , k étant un entier variant de 1 à M . Chaque configuration est spécifique d'une situation où l'on cherche à détecter une cible d'intérêt avec l'antenne réseau et l'appareillage qui lui est associé. Elle modélise l'environnement radioélectrique particulier perçu dans cette situation par l'antenne réseau et son appareillage associé, c'est-à-dire la cible d'in-

térêt, d'autres cibles réelles ou virtuelles vues par la même occasion et considérées comme parasites, et un bruit blanc du point de vue angulaire présent au niveau de chaque sous-réseau.

Si des raisons particulières y poussent, on peut attribuer à chacun des sous-réseaux R_j une puissance de bruit angulairement blanc différente. Cependant, afin de simplifier les notations, et en gardant en mémoire cette remarque, on choisit, sans rompre la généralité du propos de considérer une puissance de bruit angulairement blanc uniforme sur chacun des sous-réseaux R_j .

Dans la modélisation en configurations, on peut prendre en compte les signaux à large bande. Pour ce faire, lorsque l'on est en présence d'une cible ne possédant pas les caractéristiques liées à la bande étroite, c'est-à-dire ne satisfaisant pas l'approximation monochromatique, on procède à un échantillonnage de cette cible large bande dans le domaine spectral en plusieurs sous-cibles monochromatiques et l'on crée une configuration par sous-cible. La longueur d'onde de chaque sous-cible correspond au centre de la zone spectrale associée à la configuration, tandis que son amplitude reflète la densité spectrale de puissance dans la zone considérée. Si, afin de limiter les effets de la dispersivité de l'antenne réseau, on adjoint des lignes à retard vrai derrière tout ou partie des sous-réseaux, il suffit de modifier les déphasages liés à chaque longueur d'onde par les déphasages liés aux lignes à retard.

On se place d'abord dans une situation où l'antenne réseau est utilisée en réception avant de s'intéresser à l'autre situation où l'antenne réseau est utilisée à l'émission puis à la situation plus générale où l'antenne réseau est utilisée à la fois en émission et en réception par un équipement radar.

Pour déterminer le vecteur des commandes w_r dans une situation de réception, on part d'un ensemble de configurations en réception C_k chacune associée à une cible monochromatique d'intérêt et rassemblant un ensemble de cibles monochromatiques réelles et virtuelles réparties dans l'espace couvert par l'antenne réseau baignant dans un bruit blanc du point de vue angulaire. Chaque configuration C_k est définie sous la forme d'une collection de valeurs :

$$C_k = \{a_{kl}, \varphi_{kl}, \lambda_{kl}, \delta_{kl}, \gamma_{kl}, \sigma\}_{1 \leq l \leq L_k}$$

où :

- L_k représente le nombre de cibles monochromatiques pris en considération dans la configuration C_k , la cible d'intérêt étant indexée par $k1$ et les autres considérées comme parasites étant indexées de $k2$ à kL .
- a_{kl} représente l'amplitude en tension de la cible n°1 dans la configuration C_k ; on note de plus, la puissance de cible :

$$a_{kl}^2 = A_{kl}$$

- φ_{kl} représente la phase de la cible n° 1 dans la configuration C_k .
- λ_{kl} représente la longueur d'onde de la cible n°1 dans la configuration C_k .
- δ_{kl} représente l'angle d'élévation de la cible n°1 dans la configuration C_k , par rapport à l'antenne réseau.
- γ_{kl} représente l'angle d'azimut de la cible n°1 dans la configuration C_k par rapport à l'antenne réseau.
- σ représente la puissance de bruit blanc du point de vue angulaire commune aux sous-réseaux et à chaque configuration C_k à qui l'on donnera, comme on le verra par la suite, une valeur différente σ' lors de la détermination du vecteur des commandes w_e à l'émission.

D'une manière pratique, les amplitudes relatives et le rapport signal à bruit suffisent à rassembler les informations nécessaires à la définition d'une configuration. On pourra donc fournir pour caractériser une configuration :

- le rapport signal à bruit angulairement blanc pour la cible d'intérêt,
- les rapports signal à interférence pour caractériser l'amplitude de chacune des cibles.

Pour décrire une cible on utilise également la notation complexe :

$$\theta_{kl} = a_{kl} e^{j\varphi_{kl}}$$

en remarquant que :

$$|\theta_{kl}|^2 = A_{kl}$$

Contrairement à la méthode de détermination des commandes d'une antenne réseau exposée par C. A. Olen et R. T. Compton dans l'article précité [2] qui est basée directement sur la maximisation du rapport signal à bruit et ne permet pas l'optimisation simultanée de plusieurs configurations, on propose de chercher le vecteur des commandes de l'antenne réseau minimisant, à la réception, l'erreur quadratique moyenne généralisée correspondant à l'estimateur :

$$L(\hat{\theta}, \theta) = E \left[\sum_{k=1}^M P_k |\hat{\theta}_{k1} - \theta_{k1}|^2 \right] = E \left[(\hat{\theta} - \theta)^H \Lambda (\hat{\theta} - \theta) \right] = \sum_{k=1}^M P_k \varepsilon_k \quad (4)$$

où :

- $\hat{\theta}$ est un vecteur dont les composantes sont les signaux mesurés des cibles d'intérêt des M configurations :

$$\hat{\theta} = (\hat{\theta}_{11}, \hat{\theta}_{21}, \dots, \hat{\theta}_{M1})^T$$

- θ est un vecteur dont les composantes sont les signaux effectifs des cibles d'intérêt des M configurations :

$$\theta = (\theta_{11}, \theta_{21}, \dots, \theta_{M1})^T$$

- E désigne l'espérance mathématique.
- H désigne l'opérateur transposé conjugué.
- P_k est un coefficient de pondération réel positif relatif à la configuration C_k adopté dans la définition de l'erreur quadratique moyenne généralisée.
- Λ est une matrice diagonale définie par:

$$\Lambda = \begin{pmatrix} P_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & P_M \end{pmatrix}$$

- ε_k est l'erreur quadratique moyenne relative à la configuration en réception C_k .

Mathématiquement, on se situe dans le cadre de la théorie de l'estimation statistique. L'antenne réseau est considérée comme un estimateur bayésien à structure imposée. En outre, de part l'architecture de l'antenne réseau, on se place dans le cadre d'une estimation linéaire de sorte que l'on a :

$$\hat{\theta}_{k1} = w_r^T X_k = \omega^H X_k$$

où :

- w_r est le vecteur des commandes en réception déjà rencontré.
- ω est le vecteur des commandes en réception transposé et conjugué :

$$\omega = w_r^*$$

introduit pour des raisons de commodité dans les calculs à suivre car l'estimateur prend alors la forme d'un produit scalaire dans un espace vectoriel sur le corps des complexes.

- $\mathbf{X}_k$ représente le vecteur des signaux présent à l'entrée des sous-réseaux dans la configuration C_k . Il peut également s'écrire :

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{D}_k \mathbf{Y}_k^T + \mathbf{N}_j$$

où :

- $\mathbf{D}_k$ est une matrice à N lignes (nombre de sous-réseaux) et L_k colonnes (nombre de cibles prises en considération dans la configuration k), matrice dont les colonnes sont des vecteurs $\mathbf{v}_{kl}$ de réseau ayant pour composantes les pondérations en amplitude et phase subies par le signal de la cible kl de la configuration C_k dans chacun des sous-réseaux :

$$\mathbf{D}_k = (\mathbf{v}_{k1}, \mathbf{v}_{k2}, \dots, \mathbf{v}_{kL_k})$$

avec, comme indiqué précédemment :

$$\mathbf{v}_{kl} = \left(e^{i \frac{2\pi}{\lambda_{kl}} \Delta d_{jkl}} f_j(\delta_{kl}, \gamma_{kl}, \lambda_{kl}) \right)_{1 \leq j \leq N} \quad (5)$$

- $\mathbf{Y}_k$ représente le vecteur des cibles prises en considération dans la configuration C_k :

$$\mathbf{Y}_k = (\theta_{k1}, \theta_{k2}, \dots, \theta_{kL_k})$$

- $\mathbf{N}_k$ représente le vecteur des échantillons du bruit blanc du point de vue angulaire Sa matrice d'autocorrélation $E[\mathbf{N}_k \mathbf{N}_k^H]$ est telle que :

$$E[\mathbf{N}_k \mathbf{N}_k^H] = \sigma I$$

I étant la matrice diagonale unité.

Sans nuire à la généralité, on fait l'hypothèse que les processus sont centrés, c'est-à-dire que les moyennes de tous les vecteurs sont nulles :

$$E[\mathbf{X}_k] = E[\mathbf{Y}_k] = E[\mathbf{N}_k] = 0$$

et l'on suppose que les variables aléatoires correspondant au bruit blanc du point de vue angulaire et aux cibles sont non corrélées, c'est-à-dire que l'on a :

$$E[\mathbf{Y}_k^H \mathbf{N}_k] = 0$$

En suivant la démarche générale exposée dans le livre : [5] P. Y. Arquès, "Décision en traitement du signal", édité par Masson 1982 on peut écrire que l'erreur quadratique moyenne relative à la configuration C_k est égale à :

$$\varepsilon_k = E \left[\left(\hat{\theta}_{k1} - \theta_{k1} \right) \left(\hat{\theta}_{k1} - \theta_{k1} \right)^H \right] \quad (6)$$

Or,

$$\begin{aligned} \left(\hat{\theta}_{k1} - \theta_{k1} \right) \left(\hat{\theta}_{k1} - \theta_{k1} \right)^H &= \left(\omega^H \mathbf{X}_k - \theta_{k1} \right) \left(\mathbf{X}_k^H \omega - \theta_{k1}^H \right) \\ &= \omega^H \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H \omega - \omega^H \mathbf{X}_k \theta_{k1}^H - \theta_{k1} \mathbf{X}_k^H \omega + \theta_{k1} \theta_{k1}^H \end{aligned}$$

On en déduit :

$$\varepsilon_k = \omega^H E \left[\mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H \right] \omega - \omega^H E \left[\mathbf{X}_k \theta_{k1}^H \right] - E \left[\theta_{k1} \mathbf{X}_k^H \right] \omega + \theta_{k1} \theta_{k1}^H$$

Pour simplifier l'écriture, on pose :

$$\begin{aligned} E \left[\mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H \right] &= \mathbf{R}_{X_k}, \dots, E \left[\mathbf{X}_k \theta_{k1}^H \right] = \mathbf{R}_{X_k \theta_k}, \dots, E \left[\theta_{k1} \mathbf{X}_k^H \right] = \mathbf{R}_{\theta_k X_k} \\ E \left[\theta_{k1} \theta_{k1}^H \right] &= R_{\theta_k} \end{aligned}$$

il vient :

$$\varepsilon_k = \omega^H \mathbf{R}_{X_k} \omega - \omega^H \mathbf{R}_{X_k \theta_k} - \mathbf{R}_{\theta_k X_k} \omega + R_{\theta_k} \quad (7)$$

Avant de poursuivre plus avant l'étude de l'estimateur donnant l'erreur quadratique moyenne généralisée avec un ensemble de configurations en réception, il est intéressant de faire le lien avec les procédés de détermination du vecteur des commandes d'une antenne réseau en réception décrits dans les articles de C. A. Olen, R. T. Compton et de S. Barbarossa, G. Levirini précédemment cités en [2] et [4] en montrant que le vecteur des commandes qui minimise en réception l'erreur quadratique moyenne ε_k sur une configuration C_k est également celui qui maximise en réception le rapport signal à bruit pour cette configuration C_k . On suit pour cela, l'approche utilisée dans le livre :

[6] R. A. Monzingo, T. W. Miller, "Introduction to Adaptive Arrays", édité par John Wiley, 1980.

ε_k est réécrit sous la forme :

$$\varepsilon_k = \left(\omega - \mathbf{R}_{X_k}^{-1} \mathbf{R}_{X_k \theta_k} \right)^H \mathbf{R}_{X_k} \left(\omega - \mathbf{R}_{X_k}^{-1} \mathbf{R}_{X_k \theta_k} \right) - \mathbf{R}_{\theta_k X_k} \mathbf{R}_{X_k}^{-1} \mathbf{R}_{X_k \theta_k} + R_{\theta_k}$$

Le seul terme qui dépend du vecteur des commandes ω en réception dans cette expression de l'erreur quadratique moyenne ε_k sur la configuration C_k est une forme hermitienne associée à la matrice $\mathbf{R}_{X_k}$. Or cette matrice est définie positive puisqu'on la suppose inversible et qu'il s'agit d'une matrice d'autocorrélation. Le minimum de l'erreur quadratique moyenne ε_k sur la configuration C_k est donc obtenu pour le vecteur des commandes :

$$\omega_{MSE_k} = \mathbf{R}_{X_k}^{-1} \mathbf{R}_{X_k \theta_k} \Leftrightarrow w_{r_{MSE_k}} = \mathbf{R}_{\theta_k X_k} \mathbf{R}_{X_k}^{-1} \quad (8)$$

Pour obtenir le vecteur des commandes en réception qui maximise le rapport signal à bruit, on décompose le vecteur $\mathbf{X}_k$ des signaux présents à l'entrée de chacun des sous-réseaux dans la configuration C_k sous la forme :

$$\mathbf{X}_k = \theta_{k1} \mathbf{v}_{k1} + \Pi_k \quad (9)$$

où :

- $\mathbf{v}_{k1}$ est le vecteur de réseau ayant pour composantes les pondérations en amplitude et en phase subies par le signal de la cible utile $k1$ dans la configuration C_k , dans chacun des sous-réseaux qui répond à la définition générale de la relation (5).
- Π_k représente les parasites associés à la configuration C_k .

Dans ces conditions, le rapport signal à parasites pour la configuration C_k peut s'exprimer de la façon suivante :

$$SINR_k = \frac{|\theta_{k1}|^2 |\omega^H \mathbf{v}_{k1}|^2}{E \left[|\omega^H \Pi_k|^2 \right]} = |\theta_{k1}|^2 \frac{|\omega^H \mathbf{v}_{k1}|^2}{\omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k} \omega}$$

$\mathbf{R}_{\Pi_k}$ étant une matrice hermitienne définie positive puisque c'est une matrice d'autocorrélation supposée inversible, il existe une matrice $\mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2}$, également hermitienne définie positive telle que :

$$\mathbf{R}_{\Pi_k} = \mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2} \mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2}$$

On peut alors réécrire le numérateur du rapport signal à parasites sous la forme :

$$|\omega^H \mathbf{v}_{k1}|^2 = |\omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2} \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \mathbf{v}_{k1}|^2$$

En utilisant le théorème de Cauchy-Schwarz, il vient :

$$|\omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2} \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \mathbf{v}_{k1}|^2 \leq \left\| \omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2} \right\|^2 \left\| \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \mathbf{v}_{k1} \right\|^2$$

Comme on a en outre :

$$\begin{cases} \left\| \omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2} \right\|^2 = \omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2} \mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2} \omega = \omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k} \omega \\ \left\| \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \mathbf{v}_{k1} \right\|^2 = \mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \mathbf{v}_{k1} = \mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1} \end{cases}$$

on peut écrire :

$$|\omega^H \mathbf{v}_{k1}|^2 \leq (\omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k} \omega) (\mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1})$$

de sorte que l'on obtient pour le rapport signal à parasite de la configuration C_k , l'inégalité :

$$SINR_k \leq |\theta_{k1}|^2 \mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1}$$

qui devient une égalité :

$$SINR_k = |\theta_{k1}|^2 \mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1} \quad (10)$$

lorsque :

$$\left(\omega^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \right)^H = c \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \mathbf{v}_{k1}$$

c étant une constante complexe. Cette condition détermine le vecteur des commandes ω_{SINR_k} maximisant le rapport signal à bruit dans la configuration C_k . Car elle entraîne la relation :

$$\mathbf{R}_{\Pi_k}^{1/2} \omega_{SINR_k} = c \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1/2} \mathbf{v}_{k1}$$

de sorte que :

$$\omega_{SINR_k} = c \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1} \quad (11)$$

Pour comparer le vecteur des commandes ω_{MSE_k} qui minimise en réception l'erreur quadratique moyenne dans la configuration C_k dont l'expression est donnée par la relation (8) et le vecteur des commandes ω_{SINR_k} qui maximise en réception le rapport signal à bruit dans la configuration C_k dont l'expression est donnée par la relation (11) on remarque que l'on a :

$$\mathbf{R}_{X_k \theta_k} = E[\mathbf{X}_k \theta_{k1}^*] = |\theta_{k1}|^2 \mathbf{v}_{k1} \quad (12)$$

et :

$$\mathbf{R}_{X_k} = E[\mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H] = E[(\theta_{k1} \mathbf{v}_{k1} + \Pi_k)(\theta_{k1} \mathbf{v}_{k1} + \Pi_k)^H] = |\theta_{k1}|^2 \mathbf{v}_{k1} \mathbf{v}_{k1}^H + \mathbf{R}_{\Pi_k}$$

De plus, en utilisant le lemme d'inversion suivant :

$$\mathbf{Q} = \mathbf{B} - \beta \mathbf{z}^* \mathbf{z}^T \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{B}^{-1} - \tau \mathbf{B}^{-1} \mathbf{z}^* \mathbf{z}^T \mathbf{B}^{-1} \\ \frac{1}{\tau} + \frac{1}{\beta} = \mathbf{z}^T \mathbf{B}^{-1} \mathbf{z}^* \end{cases}$$

on obtient :

$$\mathbf{R}_{X_k}^{-1} = \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} - \frac{|\theta_{k1}|^2 \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1} \mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1}}{1 + |\theta_{k1}|^2 \mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1}}$$

En introduisant ces expressions dans la relation de définition (8) du vecteur des commandes ω_{MSE_k} minimisant en réception le critère d'erreur quadratique moyenne sur la configuration C_k , il vient :

$$\omega_{MSE_k} = |\theta_{k1}|^2 \left[\mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} - \frac{|\theta_{k1}|^2 \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1} \mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1}}{1 + |\theta_{k1}|^2 \mathbf{v}_{k1}^H \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1}} \right] \mathbf{v}_{k1}$$

ce qui s'écrit encore en tenant compte de l'expression (10) du rapport signal à parasites maximum dans la configuration C_k :

$$\omega_{MSE_k} = \frac{|\theta_{k1}|^2}{1 + SINR_k} \mathbf{R}_{\Pi_k}^{-1} \mathbf{v}_{k1}$$

et montre que les vecteurs des commandes ω_{MSE_k} et ω_{SINR_k} sont égaux à une constante près. Pour l'optimisation en réception du vecteur des commandes d'une antenne réseau dans une configuration donnée, il y a donc équivalence entre la méthode qui minimise l'erreur quadratique moyenne et celle qui maximise le rapport signal à parasites.

Cependant, le vecteur des commandes qui minimise en réception l'erreur quadratique moyenne dans une configuration n'est pas celui qui minimise en réception l'erreur quadratique moyenne généralisée sur l'ensemble des configurations. Pour obtenir ce dernier, on revient à l'expression (4) de l'estimateur correspondant à l'erreur quadratique moyenne généralisée sur l'ensemble des M configurations dans laquelle on remplace les erreurs quadratiques moyennes ε_k de chaque configuration C_k par leur expression développée de la relation (7) :

$$\begin{aligned} L(\hat{\theta}, \theta) &= \sum_{k=1}^M P_k \varepsilon_k \\ &= \omega^H \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{X_k} \omega - \omega^H \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{X_k \theta_k} - \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{\theta_k X_k} \omega + \sum_{k=1}^M P_k R_{\theta_k} \end{aligned}$$

En posant:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_X &= \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{X_k}, & \mathbf{R}_{X\theta} &= \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{X_k \theta_k}, \\ \mathbf{R}_{\theta X} &= \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{\theta_k X_k}, & R_{\theta} &= \sum_{k=1}^M P_k R_{\theta_k} \end{aligned} \quad (13)$$

l'estimateur se met sous la forme plus condensée :

$$L(\hat{\theta}, \theta) = \sum_{k=1}^M P_k \varepsilon_k = \omega^H \mathbf{R}_X \omega - \omega^H \mathbf{R}_{X\theta} - \mathbf{R}_{\theta X} \omega + R_{\theta} \quad (14)$$

D'une façon similaire au cas d'une configuration unique, on réécrit cette dernière expression comme une somme de trois termes dont un seul dépend du vecteur des commandes ω :

$$L(\hat{\theta}, \theta) = (\omega - \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{R}_{X\theta})^H \mathbf{R}_X (\omega - \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{R}_{X\theta}) - \mathbf{R}_{\theta X} \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{R}_{X\theta} + R_\theta$$

5

Comme précédemment, le seul terme dépendant du vecteur des commandes ω de l'antenne en réception est une forme hermitienne définie positive puisqu'elle est la somme de matrices définies non-négatives (matrices d'autocorrélation) et qu'elle est supposée inversible. Il en résulte que le vecteur des commandes ω_{MSE} qui minimise en réception l'erreur quadratique moyenne généralisée est celui qui annule ce terme :

10

$$\omega_{MSE} = \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{R}_{X\theta} \Rightarrow \mathbf{w}_{r_{MSE}} = \mathbf{R}_{\theta X} \mathbf{R}_X^{-1}$$

15 avec :

$$\mathbf{R}_{\theta X} = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{\theta_k X_k} = \sum_{k=1}^M P_k E[\mathbf{X}_k \theta_{k1}^*] = \sum_{k=1}^M P_k |\theta_{k1}|^2 \mathbf{v}_{k1}^H = \sum_{k=1}^M P_k A_{k1} \mathbf{v}_{k1}^H$$

20

en raison des relations (12) et (13), et:

25

$$\mathbf{R}_X = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{X_k} = \sum_{k=1}^M P_k E[\mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H]$$

30

ou encore, en tenant compte du fait que le vecteur $\mathbf{X}_k$ des signaux présents à l'entrée de chacun des sous-réseaux peut se mettre sous la forme :

35

40

$$\mathbf{X}_k = \sum_{l=1}^{L_k} \theta_{kl} \mathbf{v}_{kl} + \sigma$$

$$\mathbf{R}_X = \sum_{k=1}^M P_k \left[\sum_{l=1}^{L_k} A_{kl} \mathbf{v}_{kl} \mathbf{v}_{kl}^H + \sigma \mathbf{I} \right]$$

45

Pour cette valeur du vecteur des commandes ω_{MSE} l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne généralisée $L(\hat{\theta}, \theta)$ prend la valeur minimale :

50

$$L_{\min}(\hat{\theta}, \theta) = -\mathbf{R}_{\theta X} \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{R}_{X\theta} + R_\theta \quad (15)$$

Les principales grandeurs caractéristiques en réception du système radioélectrique auquel appartient l'antenne réseau se déduisent du vecteur des commandes $\mathbf{w}_r$ et des vecteurs $\mathbf{v}_{kl}$ de réseau représentant la contribution des sous-réseaux de l'antenne.

La puissance de signal utile P_{S_k} pour une configuration k est donnée par :

55

$$P_{S_k} = a_{k1}^2 \left| \mathbf{w}_r^T \mathbf{v}_{k1} \right|^2 \quad (16)$$

a_{k1} étant, comme indiqué précédemment, l'amplitude en tension de la source d'intérêt numérotée $k1$ de la configuration k .

La puissance de bruit blanc du point de vue angulaire P_{N_k} pour une configuration C_k est donnée par

$$P_{N_k} = \sigma \|w_k\|^2 \quad (17)$$

La puissance des signaux parasites P_{I_k} pour une configuration C_k est donnée par :

$$P_{I_k} = \sum_{l=2}^{L_k} a_{kl}^2 |w_r^T v_{kl}|^2$$

On en déduit :

- le rapport signal à bruit blanc du point de vue angulaire pour une configuration C_k :

$$SNR_{2k} = \frac{P_{S_k}}{P_{N_k}} \quad (18)$$

- le rapport signal à interférence pour une configuration C_k :

$$SIR_{2k} = \frac{P_{S_k}}{P_{I_k}}$$

- le rapport signal à bruit blanc du point de vue angulaire plus parasites pour une configuration C_k :

$$SINR_{2k} = \frac{P_{S_k}}{P_{N_k} + P_{I_k}}$$

- le gain de l'antenne réseau pour la configuration k :

$$G_k = \frac{|w_r^T v_{k1}|^2}{\|w_k\|^2}$$

Après avoir considéré la détermination du vecteur des commandes en réception w_r , d'une antenne réseau on passe à la détermination du vecteur des commandes à l'émission w_e d'une antenne réseau. Pour ce faire, on procède de manière analogue à ce qui a été fait précédemment, en exprimant l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne généralisée $L(\hat{\theta}, \theta)$ en fonction du vecteur des commandes à l'émission w_e au lieu du vecteur des commandes en réception w_r , en prenant en considération des configurations d'émission avec une nouvelle valeur σ' de puissance de bruit blanc du point de vue angulaire commune aux sous-réseaux et des puissances intrinsèques A'_{kl} pour les cibles indépendantes de l'influence de l'émission :

$$A_{kl} = |\theta_{kl}|^2 = A'_{kl} |v_{kl}^H w_e|^2 \quad (19)$$

Dans des applications comme l'optimisation de l'antenne d'un radar SAR spatial, la signification physique des A'_{kl} est évidente. Ceux-ci dépendent du coefficient de rétrodiffusion des cibles d'intérêt, de leur distance avec le radar...

Pour des applications comme l'optimisation de l'antenne d'un radar de conduite de tir pour lesquels on peut penser que l'exigence unique est de fournir le maximum d'énergie dans la direction de visée, il peut être intéressant d'introduire artificiellement des brouilleurs à l'émission afin de rendre le radar discret dans les directions correspondantes.

On obtient alors pour le vecteur des commandes à l'émission $\mathbf{w}_{eMSE}$ minimisant l'erreur quadratique moyenne généralisée $L(\hat{\theta}, \theta)$ la valeur :

$$\mathbf{w}_{eMSE} = \mathbf{R}'_{\theta X} \mathbf{R}'_X{}^{-1}$$

avec :

$$\mathbf{R}'_{\theta X} = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}'_{\theta_k X_k} = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{A}'_{k1} \mathbf{v}_{k1}^H$$

et :

$$\mathbf{R}'_X = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}'_{X_k} = \sum_{k=1}^M P_k \left[\sum_{l=1}^{L_k} \mathbf{A}'_{kl} \mathbf{v}_{kl} \mathbf{v}_{kl}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \right]$$

La détermination, pour l'optimisation du vecteur des commandes en réception ou en émission, en fonction du critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne généralisée qui vient d'être décrite prend en compte un ensemble de configurations en réception ou en émission, avec des coefficients de pondération P_k permettant d'ajuster les niveaux relatifs de performance entre les configurations. Ces coefficients de pondération peuvent être choisis arbitrairement en fonction des importances relatives accordées aux diverses configurations mais ils peuvent aussi être ajustés selon un processus itératif pour imposer aux erreurs quadratiques résiduelles de chaque configuration en réception des rapports optima.

Supposons que l'on veuille imposer des performances relatives entre les erreurs quadratiques moyennes dans les configurations en réception répondant à une fonction $f(k)$ telle que :

$$f(k) = \frac{\varepsilon_k}{\varepsilon_1}$$

ou des performances relatives entre rapports signal à parasites dans les configurations en réception répondant à une fonction $g(k)$ telle que :

$$g(k) = \frac{SINR_k}{SINR_1}$$

la configuration C_1 étant prise arbitrairement comme référence, cela pour satisfaire des exigences de la forme :

- obtenir un rapport signal à bruit thermique plus ambiguïtés constant dans la fauchée d'un radar SAR spatial auquel cas, on cherche à avoir une fonction $g(k)$ égale à 1.
- permettre une dégradation du rapport signal à bruit dans le spectre de la forme d'onde émise par un radar à compression d'impulsion inversement proportionnelle à la pondération utilisée dans le traitement pour limiter le niveau des lobes secondaires afin que le filtre du traitement soit adapté et l'effet de la dégradation atténué.

Dans ce cas, on procède de manière itérative :

- à la première étape, on donne aux coefficients de pondération P_k la valeur 1 :

$$(P_{k,1} = 1)_{k \in 1, M}$$

et l'on détermine le vecteur des commandes en réception $\mathbf{w}_{r1}$.

- à une étape h suivante, on modifie les coefficients de pondération P_k , à l'aide d'une loi de récurrence utilisant:

- soit la fonction $f(k)$ si l'on cherche à imposer des performances relatives entre les erreurs quadratiques moyennes ε_k réalisées sur les différentes configurations C_k :

$$P_{k,h} = P_{k,h-1} \times \left(\frac{f(k)}{f_{h-1}(k)} \right)^Q$$

avec :

$$f_{h-1}(k) = \frac{\varepsilon_{k,h-1}}{\varepsilon_{1,h-1}}$$

$\varepsilon_{k,h-1}$ étant l'erreur quadratique moyenne obtenue pour une configuration en réception C_k , avec le vecteur des commandes en réception $\mathbf{w}_{r,h-1}$ déterminé à la h-1^{ème} étape du processus avec les coefficients de pondération $P_{k,h-1}$ et $\varepsilon_{1,h-1}$ l'erreur quadratique moyenne obtenue pour la première configuration en réception C_1 , toujours avec le vecteur des commandes en réception $\mathbf{w}_{r,h-1}$ et

Q une constante réelle déterminée empiriquement en fonction de l'application, de la vitesse de convergence et de la stabilité souhaitées pour le processus itératif

- soit la fonction $g(k)$ si l'on cherche à imposer des performances relatives entre les rapports signal à parasites des différentes configurations C_k :

$$P_{k,h} = P_{k,h-1} \times \left(\frac{g(k)}{g_{h-1}(k)} \right)^Q$$

avec :

$$g_{h-1}(k) = \frac{SINR_{k,h-1}}{SINR_{1,h-1}}$$

$SINR_{k,h-1}$ étant le rapport signal à parasites obtenu pour une configuration en réception C_k , avec le vecteur des commandes en réception $\mathbf{w}_{r,h-1}$ déterminé à la h-1^{ème} étape du processus avec les coefficients de pondération $P_{k,h-1}$ et $SINR_{1,h-1}$ le rapport signal à parasites obtenu pour la première configuration en réception 1, toujours avec le vecteur des commandes en réception $\mathbf{w}_{r,h-1}$ et,

l'on détermine à nouveau le vecteur des commandes en réception $\mathbf{w}_{r,h}$ avec la nouvelle série de coefficients de pondération $P_{k,h}$ obtenus.

On arrête le processus itératif à l'étape H vérifiant la condition

$$\frac{f(k)}{f_H(k)} \leq \varepsilon \text{ ou } \frac{g(k)}{g_H(k)} \leq \varepsilon \quad \forall k \in 1, \dots, M$$

avec une marge d'erreur ε caractérisant la précision souhaitée, ou lorsqu'une solution stable est obtenue montrant

que l'antenne réseau étudiée n'est pas capable de converger vers la solution souhaitée, par exemple, en raison d'un nombre insuffisant de commandes.

Dans le procédé de détermination du vecteur des commandes d'une antenne réseau en réception par minimisation de l'erreur quadratique moyenne généralisée sur plusieurs configurations que l'on vient de décrire, on a fait l'hypothèse d'une puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ au niveau des sous-réseaux intervenant dans les définitions des configurations.

Pour déterminer cette puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ dans les configurations en réception, plusieurs possibilités sont offertes suivant le degré d'avancement du processus de conception d'un système. Au tout début du projet où les divers paramètres ne sont pas figés (puissance disponible par exemple), il est intéressant d'obtenir une solution n'utilisant que les spécifications de plus haut niveau telles que le rapport signal à interférences après traitement. La démarche est alors la suivante:

On se base sur l'influence de cette puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ sur la valeur du rapport signal à bruit blanc du point de vue angulaire SNR_{2k} en aval de l'antenne réseau et du dispositif radioélectrique de réception associé. En effet, on a vu précédemment que l'on avait, d'après les relations (18, 16 et 17) pour une configuration C_k donnée :

$$SNR_{2k} = \frac{P_{Sk}}{P_{Nk}} = \frac{a_{k1}^2 |\mathbf{w}_r^T \mathbf{v}_{k1}|^2}{\sigma \|\mathbf{w}_r\|^2}$$

ce qui montre que, la puissance de bruit blanc angulairement et le vecteur des commandes en réception déterminent le rapport signal à bruit blanc d'une configuration.

On se place dans une configuration, par exemple la première, et l'on considère l'exigence de rapport signal à bruit blanc du point de vue angulaire SNR_{21} que l'on s'est fixée (pour obtenir une certaine qualité d'image ou une probabilité de détection étant donné une probabilité de fausse alarme). Ce rapport signal à bruit comprend bien sûr a priori toutes les influences des étapes avalées potentielles de traitement de signal. On encadre alors la valeur recherchée de puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ par deux valeurs σ_a et σ_b correspondant à des rapports signal à bruit blanc du point de vue angulaire SNR_{2a} et SNR_{2b} tels que :

$$\begin{cases} SNR_{2a} - SNR_{21} \leq 0 \\ SNR_{2b} - SNR_{21} \geq 0 \end{cases}$$

ce qui est facilement réalisé en prenant par exemple pour valeur de σ_a :

$$\sigma_a = \frac{NG_{\max} A_{11}}{SNR_{21}}$$

où :

- N est le nombre de sous-réseaux,
- $G_{\max}$ représente le gain maximum des sous-réseaux,
- A_{11} la puissance de la cible d'intérêt numérotée 1 dans la configuration C_1 ,

et, pour valeur de σ_b :

$$\sigma_b = \alpha \sigma_a$$

où α est un coefficient réel représentant une perte de pondération par rapport au gain maximum de rapport signal à bruit possible, typiquement de l'ordre de quelques dB au maximum dans les applications habituelles.

Une fois l'encadrement effectué de la valeur recherchée du rapport signal à bruit blanc, on procède par dichotomie

comme décrit dans le livre :

[7] W. H. Press et al., "Numerical Recipes in C", 2nd ED., Cambridge University Press 1992

en calculant pour les puissances de bruit blanc en limite d'intervalle et au milieu d'intervalle les vecteurs des commandes en réception et les rapports signal à bruits blancs correspondants, en réduisant à chaque fois l'intervalle de moitié et en conservant la moitié d'intervalle qui correspond à la valeur recherchée du rapport signal à bruit blanc.

A mesure que la conception avance, les divers paramètres de système se figent. Par exemple on connaît le facteur de bruit du récepteur, la puissance disponible, le gain apporté par les étages de traitement du signal, etc. La valeur de α prend alors une valeur déterminée. La puissance de bruit angulairement blanc au niveau des sous-réseaux est alors complètement définie grâce à des formules du type équation radar ou bilan de liaison.

Dans le cas où, pour des exigences propres à l'application considérée, le niveau de bruit blanc du point de vue angulaire serait différent en réception pour chacun des sous-réseaux, le processus de détermination des valeurs :

$$(\sigma_j)_{1 \leq j \leq N}$$

de niveau de bruit blanc du point de vue angulaire pour les différents réseaux peut suivre la même méthode à condition de se donner une loi de variation relative du niveau de bruit blanc du point de vue angulaire en fonction des sous-réseaux.

Pour le choix du niveau de bruit blanc du point de vue angulaire σ' dans les configurations en émission lors de la détermination du vecteur des commandes $\mathbf{w}_e$ optimisant l'antenne réseau à l'émission, on remarque que, dans l'optimisation du vecteur des commandes à l'émission suivant le critère de minimisation de l'erreur quadratique généralisée, l'influence relative, dans une configuration, du rapport signal à bruit blanc du point de vue angulaire et du rapport signal à interférences à l'entrée des sous-réseaux peut s'expliquer en constatant que :

- plus le niveau de bruit blanc du point de vue angulaire est important, plus le procédé de détermination va privilégier le gain au détriment de la réduction du niveau des lobes secondaires dans les directions parasites conduisant, à la limite, vers un vecteur des commandes dont les composantes ont une amplitude unité avec des phases telles que la direction de rayonnement coïncide avec la cible d'intérêt,
- plus le niveau des interférences est élevé, plus le procédé de détermination va tenter de synthétiser des lobes secondaires bas dans les directions parasites au détriment du gain dans la direction privilégiée conduisant à un vecteur des commandes dont les composantes suivent une loi de pondération à la fois en phase et en amplitude.

On fait donc l'hypothèse que le meilleur choix du vecteur des commandes à l'émission est obtenu avec, dans les configurations en émission, une valeur de bruit blanc du point de vue angulaire σ' au niveau de chaque sous-réseau qui soit telle que, lors de la détermination du vecteur des commandes $\mathbf{w}_r$ en réception avec des configurations en réception où les cibles ont des puissances tenant compte de la loi d'illumination à l'émission (puissances fixées en fonction du vecteur des commandes d'émission conformément à la relation (19)), l'erreur quadratique moyenne généralisée résiduelle pondérée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt soit minimum :

$$\sigma' \Rightarrow \min L'(\hat{\theta}, \theta) = \min \frac{L_{\min}(\hat{\theta}, \theta)}{R_\theta} = \min \frac{-\mathbf{R}_{\theta X} \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{R}_{X\theta} + R_\theta}{R_\theta}$$

En effet, il faut tenir compte du fait que R_θ (puissance moyenne pondérée des cibles d'intérêt en réception) dépend du schéma émission courant.

Cette valeur σ' de puissance de bruit n'a pas de réalité physique directe. Elle est juste un moyen d'aboutir à un compromis optimal entre gain dans les directions privilégiées et atténuation dans les directions parasites. Pour la déterminer, on part d'une valeur arbitraire σ'_0 pour laquelle on calcule le vecteur des commandes $\mathbf{w}_e$ en émission minimisant l'erreur quadratique moyenne généralisée. Ce vecteur des commandes en émission $\mathbf{w}_e$ permet de définir des configurations en réception avec des puissances de cibles correspondant à la loi d'illumination d'émission, de déterminer le vecteur des commandes en réception $\mathbf{w}_r$ minimisant l'erreur quadratique moyenne généralisée pour ces configurations de réception et d'en déduire l'erreur quadratique minimale pondérée restante $L'_{\min 0}(\hat{\theta}, \theta)$. On donne une nouvelle valeur σ' à la puissance de bruit blanc d'émission et l'on recalcule le vecteur des commandes $\mathbf{w}_e$ en émission minimisant l'erreur quadratique moyenne généralisée puis le vecteur des commandes $\mathbf{w}_r$ lui correspondant en réception, minimisant l'erreur quadratique moyenne généralisée pour en déduire la nouvelle erreur quadratique minimale

pondérée restante $L'_{\min 1}(\hat{\theta}, \theta)$. On compare cette nouvelle erreur quadratique minimale pondérée restante avec la précédente pour en déduire une nouvelle variation de la puissance de bruit blanc à l'émission allant dans le sens d'une diminution de l'erreur quadratique moyenne généralisée minimale pondérée restante commise lors de la détermination du vecteur des commandes en réception dans des configurations ayant des cibles dont les puissances sont fonction du vecteur des commandes à l'émission. On procède ainsi par itérations, en encadrant le minimum avec un intervalle d'incertitude de plus en plus réduit, selon une méthode assez similaire à la méthode par dichotomie connue sous le nom d'algorithme de Brent et décrite dans la référence [7]. Le processus s'arrête lorsque l'intervalle atteint une taille compatible de la précision cherchée.

Afin de rendre cohérentes les différentes itérations, on choisit une forme de normalisation du vecteur de commandes à l'émission. Avoir une puissance fournie constante semble un critère intéressant. Ainsi la normalisation correspondante consiste à diviser les composantes du vecteur obtenu par sa norme.

Comme dans le cas de la détermination de la puissance de bruit blanc du point de vue angulaire adoptée pour la détermination du vecteur des commandes en réception, il peut y avoir des applications où il est souhaitable de différencier les puissances de bruit blanc d'émission entre les différents sous-réseaux. C'est par exemple le cas lorsque l'on cherche à privilégier tel sous-réseau plutôt que tel autre à l'émission. Il est alors possible de se fixer une loi de la forme :

$$\left(\frac{\sigma'_j}{\sigma'_1} = h(j) \right)_{1 \leq j \leq N}$$

et d'utiliser un processus de minimisation sous contrainte tel que l'algorithme de Brent précité puisque la démarche se réduit à trouver un niveau de bruit blanc σ'_1 pour la configuration 1, les autres se déduisant immédiatement de la loi en $h(j)$.

Pour la détermination des vecteurs des commandes d'une antenne réseau utilisée à la fois par un équipement d'émission et par un équipement de réception radar, on effectue l'opération de base qui consiste à déterminer un vecteur des commandes $\mathbf{w}_e$ à l'émission et le vecteur des commandes à la réception $\mathbf{w}_r$ qui correspond à la puissance d'illumination résultante, cela pour des valeurs arbitraires des trois sortes de paramètres que sont la puissance de bruit blanc à l'émission σ' , les coefficients de pondération P_k et la puissance de bruit blanc à la réception σ , et l'on réitère cette opération de base au sein de trois boucles imbriquées au cours desquelles les trois sortes de paramètres sont ajustées :

- une première boucle, la plus interne, permet l'ajustement de la puissance de bruit blanc à l'émission σ' de manière à minimiser l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne généralisée à la réception pondérée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt $L'(\hat{\theta}, \theta)$. Après un calcul du vecteur des commandes à l'émission $\mathbf{w}_e$ et du vecteur des commandes à la réception $\mathbf{w}_r$ qui lui correspond, la puissance de bruit blanc à l'émission σ' est modifiée dans un sens tendant à réduire l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne généralisée en réception pondérée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt $L'(\hat{\theta}, \theta)$. Puis le vecteur des commandes à l'émission $\mathbf{w}_e$ et le vecteur des commandes à la réception $\mathbf{w}_r$ sont recalculés et ainsi de suite jusqu'à ce qu'un minimum soit trouvé pour l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne généralisée pondérée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt $L'(\hat{\theta}, \theta)$.
- une deuxième boucle incluant la première, permet l'ajustement des coefficients de pondération P_k de manière à imposer des performances relatives entre configurations de réception, par exemple, sur les rapports signal à parasites des différentes configurations. Une fois qu'un vecteur des commandes à l'émission $\mathbf{w}_e$ et un vecteur des commandes correspondant à la réception $\mathbf{w}_r$ ont été trouvés pour une valeur de puissance de bruit à l'émission σ' correspondant à un minimum de l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne généralisée en réception normalisée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt $L'(\hat{\theta}, \theta)$, les valeurs des coefficients de pondération P_k sont mises à jour. Puis les valeurs des vecteurs des commandes à l'émission $\mathbf{w}_e$ et à la réception $\mathbf{w}_r$ sont à nouveau recherchées ainsi que la nouvelle valeur de la puissance de bruit blanc à l'émission σ' rendant minimum l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne généralisée pondérée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt $L'(\hat{\theta}, \theta)$, cela jusqu'à obtention des performances relatives voulues entre configurations.
- une troisième boucle incluant les deux premières, permet l'ajustement de la puissance de bruit blanc en réception σ de manière à parvenir au rapport signal à bruit blanc souhaité en réception. Une fois qu'un vecteur des commandes à l'émission $\mathbf{w}_e$ et un vecteur des commandes à la réception $\mathbf{w}_r$ ont été trouvés avec une puissance de bruit blanc à l'émission σ' minimisant l'estimateur d'erreur quadratique moyenne généralisée à la réception pondérée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt $L'(\hat{\theta}, \theta)$ et avec des coefficients de pondération P_k donnant

les performances relatives voulues entre configurations, la valeur de la puissance de bruit blanc à la réception σ est modifiée dans un sens tendant à se rapprocher de la valeur de rapport signal à bruit blanc souhaitée en réception. Puis les valeurs des vecteurs des commandes à l'émission $\mathbf{w}_e$ et $\mathbf{w}_r$ sont à nouveau recherchées ainsi que la nouvelle valeur de la puissance de bruit blanc à l'émission σ' rendant minimum l'estimateur de l'erreur quadratique moyenne généralisée pondérée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt $L'(\hat{\theta}, \theta)$, et les nouvelles valeurs des coefficients de pondération P_k donnant les performances relatives voulues entre configurations, cela, jusqu'à obtention de la valeur souhaitée de rapport signal à bruit blanc en réception.

La figure 2 illustre l'opération de base qui constitue le noyau du procédé de détermination des vecteurs des commandes d'une antenne réseau utilisée à la fois par des équipements d'émission et de réception de radar. Les coefficients de pondération P_k sont figés de même que la puissance de bruit blanc à l'émission σ' et les puissances intrinsèques des cibles A_{ki} et leurs positionnements définissant les configurations d'émission C_k ce qui permet de déterminer les matrices $\mathbf{R}_{\theta X}$ et $\mathbf{R}_X^{-1}$ et par conséquent le vecteur des commandes à l'émission $\mathbf{w}_e$, opération qui a été indexée par 10 sur la figure 2. La connaissance du vecteur des commandes à l'émission $\mathbf{w}_e$ permet alors de calculer les puissances A_{ki} des cibles en réception correspondant à leur illumination par l'antenne réseau réglée avec ce vecteur des commandes $\mathbf{w}_e$, opération qui est indexée par 11 dans la figure 1 et par conséquent de déterminer les configurations correspondantes en réception, la puissance de bruit blanc en réception σ étant figée. La connaissance des configurations en réception permet alors de déterminer les matrices $\mathbf{R}_{\theta X}$ et $\mathbf{R}_X^{-1}$ et par conséquent le vecteur des commandes en réception $\mathbf{w}_r$ correspondant, opération qui est indexée par 12 sur la figure 2.

La figure 3 illustre l'organigramme du procédé complet de détermination des vecteurs des commandes à l'émission et à la réception d'une antenne réseau associée à l'équipement émission-réception d'un radar.

Celui-ci comporte, comme noyau central, un circuit de base 100 assurant la détermination d'un vecteur des commandes d'émission $\mathbf{w}_e$ et des puissances A_{ki} et du vecteur des commandes $\mathbf{w}_r$ de réception correspondants, à partir de valeurs arbitraires de puissance de bruit blanc d'émission σ' , de réception σ et de coefficients de pondération C_k . Ce circuit de base 100, qui a été détaillé dans la figure 2, est suivi par un circuit de calcul 101 de l'estimateur $L'(\hat{\theta}, \theta)$ de l'erreur quadratique moyenne généralisée en réception pondérée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt et par un premier circuit de décision 102 vérifiant le caractère minimum de l'estimateur $L'(\hat{\theta}, \theta)$ en fonction de la valeur de la puissance de bruit blanc d'émission σ' adoptée. Ce premier circuit de décision 102 contrôle l'accès à une boucle d'ajustement de la puissance de bruit blanc σ' à l'émission incluant un circuit de modification de la valeur de la puissance de bruit blanc d'émission σ' appliquée en entrée du circuit de base 100. Il n'autorise la sortie de la boucle d'ajustement de la puissance de bruit blanc d'émission σ' qu'après avoir constaté le caractère minimum de l'estimateur $L'(\hat{\theta}, \theta)$ et conduit alors à un deuxième circuit de décision 110 vérifiant les performances relatives entre configurations de réception. Ce deuxième circuit de décision 110 contrôle l'accès à une boucle d'ajustement des coefficients de pondération P_k incluant un circuit de mise à jour des coefficients P_k 111 appliqués en entrée du circuit de base 100. Il n'autorise la sortie de la boucle d'ajustement des coefficients de pondération P_k qu'après avoir constaté l'obtention des performances relatives voulues entre les configurations de réception et conduit à un circuit de calcul 120 du rapport signal à bruit blanc en réception dans la configuration C_1 SNR_{21} correspondant aux valeurs retenues pour le vecteur des commandes de réception $\mathbf{w}_r$, pour les puissances de cibles en réception A_{ki} et pour les coefficients de pondération P_k . Le circuit de calcul 120 du rapport signal à bruit blanc SNR_{21} mène à un troisième circuit de décision 121 vérifiant l'écart entre le rapport signal à bruit blanc en réception SNR_{21} fourni par le circuit de calcul 120 et un rapport signal à bruit blanc de consigne SNR_2 déterminé en fonction de la puissance d'illumination à l'émission. Ce troisième circuit de décision 121 contrôle l'accès à une boucle d'ajustement du niveau de bruit blanc en réception σ incluant un circuit 122 de modification de la valeur du niveau de bruit blanc en réception appliqué au circuit de base 100. Il n'autorise la sortie de cette dernière boucle d'ajustement pour délivrer les vecteurs des commandes à l'émission et à la réception définitifs qu'après avoir constaté un rapprochement suffisant entre le rapport signal à bruit blanc fourni par le circuit de calcul 120 et le rapport signal à bruit blanc de consigne.

Comme on l'a décrit précédemment, cet organigramme montre que le procédé proposé pour la synthèse optimale des commandes à l'émission et à la réception d'une antenne réseau d'un équipement émission-réception d'un radar met en oeuvre une opération de base de détermination d'un vecteur des commandes à l'émission et d'un vecteur correspondant des commandes à la réception pour des valeurs figées de puissance de bruit blanc à l'émission et à la réception et de coefficients de pondération ajustées progressivement grâce à trois boucles imbriquées d'itération.

Il est important de remarquer que le procédé de détermination du vecteur des commandes à l'émission proposé ici ne tient pas compte de contraintes technologiques imposées sur les commandes. Si par exemple l'antenne réseau considérée est une antenne active dont les modules émission ont une consommation fixée par le point de saturation, les commandes obtenues ne seront pas optimales puisqu'on a raisonné à puissance fournie constante (un tel type d'antenne pénalise les pondérations à l'émission).

Le diagramme de rayonnement d'un sous-réseau est en général différent quand il est pris isolément et quand il est mesuré en présence des autres sous-réseaux en raison des couplages inévitables. Cela est à prendre en compte

dans les vecteurs de réseau $\mathbf{v}_{kl}$. Les couplages entre sous-réseaux peuvent également dépendre des commandes appliquées à chacun d'entre eux. Cela ne remet pas en cause le procédé décrit de détermination des vecteurs optimaux des commandes en réception et à l'émission mais peut rendre nécessaire une procédure d'optimisation supplémentaire au cours de laquelle on réitère à plusieurs reprises la détermination des vecteurs optimaux des commandes en réception et à l'émission, en modifiant entre chaque détermination les vecteurs de réseau pour tenir compte de l'influence sur ces derniers, des vecteur des commandes.

Revendications

1. Procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau comportant un ensemble de sous-réseaux qui sont constitués d'un ou plusieurs éléments rayonnants combinés et un ensemble de circuits de réglage permettant de modifier la phase et l'amplitude des signaux émis ou reçus par les sous-réseaux sous l'action de commandes caractérisé en ce que l'environnement radioélectrique de l'antenne réseau est modélisé sous forme d'un ensemble de configurations chacune spécifique d'une cible d'intérêt que l'on cherche à détecter et définie par une puissance de bruit blanc du point de vue angulaire présent au niveau de chaque sous-réseau et par une répartition de cibles vues par l'antenne réseau et constituées de la cible d'intérêt spécifique et d'autres cibles réelles ou virtuelles vues par la même occasion et considérées comme parasites, en ce que l'on associe à chaque configuration un coefficient de pondération et en ce que l'on détermine les commandes de l'antenne réseau de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne généralisée faite sur les estimations des signaux des cibles d'intérêt dans l'ensemble des configurations retenues compte tenu des coefficients de pondération attribués à chaque configuration.

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel l'environnement radioélectrique de l'antenne réseau à l'émission est modélisé par un ensemble de configurations à l'émission affectées de coefficients de pondération P_k , définies chacune au moyen d'une puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ' commune à l'émission, à toutes les configurations, et par un ensemble de cibles dont une cible d'intérêt et des cibles parasites repérées par leurs puissances intrinsèques A_{kl} indépendantes de l'influence d'émission caractérisé en ce que le vecteur des commandes optimum à l'émission $\mathbf{w}_{eMSE}$ qui minimise l'erreur quadratique moyenne généralisée à l'ensemble des configurations est défini par la relation :

$$\mathbf{w}_{eMSE} = \mathbf{R}'_{\theta X} \mathbf{R}'_X{}^{-1}$$

avec :

$$\mathbf{R}'_{\theta X} = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}'_{\theta_k X_k} = \sum_{k=1}^M P_k A'_{k1} \mathbf{v}_{k1}^H$$

et :

$$\mathbf{R}'_X = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}'_{X_k} = \sum_{k=1}^M P_k \left[\sum_{l=1}^{L_k} A'_{kl} \mathbf{v}_{kl} \mathbf{v}_{kl}^H + \sigma' \mathbf{I} \right]$$

k étant l'indice de dénombrement des configurations, L_k le nombre de cibles ($k1, \dots, kL_k$) prises en considération dans une configuration C_k , l'indice $k1$ repérant la cible d'intérêt dans la configuration C_k , $\mathbf{v}_{kl}$ le vecteur de réseau ayant pour composantes (v_{klj}) les pondérations en amplitude et en phase subies par le signal de la cible kl de la configuration C_k dans chacun des sous-réseaux j de l'antenne, $\mathbf{I}$ la matrice unité et H l'opérateur transposé conjugué.

3. Procédé selon la revendication 1, dans lequel l'environnement radioélectrique de l'antenne réseau à la réception

est modélisé par un ensemble de configurations à la réception affectées de coefficients de pondération P_k , définies chacune au moyen d'une puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ commune en réception à toutes les configurations et par un ensemble de cibles dont une cible d'intérêt et des cibles parasites repérées par leurs puissances A_{kl} caractérisé en ce que le vecteur des commandes optimum à la réception $\mathbf{w}_{rMSE}$ qui minimise l'erreur quadratique moyenne généralisée à l'ensemble des configurations est défini par la relation :

$$\mathbf{w}_{rMSE} = \mathbf{R}_{\theta X} \mathbf{R}_X^{-1}$$

avec :

$$\mathbf{R}_{\theta X} = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{\theta_k X_k} = \sum_{k=1}^M P_k A_{k1} \mathbf{v}_{k1}^H$$

et :

$$\mathbf{R}_X = \sum_{k=1}^M P_k \mathbf{R}_{X_k} = \sum_{k=1}^M P_k \left[\sum_{l=1}^{L_k} A_{kl} \mathbf{v}_{kl} \mathbf{v}_{kl}^H + \sigma \mathbf{I} \right]$$

k étant l'indice de dénombrement des configurations, L_k le nombre de cibles ($k_1, \dots, k_{L_k}$) prises en considération dans une configuration C_k , l'indice k_1 repérant la cible d'intérêt dans la configuration C_k , $\mathbf{v}_{kl}$ le vecteur de réseau ayant pour composantes (v_{klj}) les pondérations en amplitude et en phase subies par le signal de la cible kl de la configuration C_k dans chacun des sous-réseaux j de l'antenne, $\mathbf{I}$ la matrice unité et H l'opérateur transposé conjugué.

4. Procédé de synthèse optimale des commandes d'une antenne réseau à l'émission et à la réception selon la revendication 1, caractérisé en ce que le vecteur des commandes optimum en réception est déterminé en fonction du vecteur des commandes optimum en émission $\mathbf{w}_{eMSE}$, en donnant à chaque cible kl dans les configurations en réception, une puissance A_{kl} définie à partir de sa puissance intrinsèque A'_{kl} adoptée dans les configuration en émission et du vecteur optimum en émission $\mathbf{w}_{eMSE}$ par la relation :

$$A_{kl} = A'_{kl} \left| \mathbf{v}_{kl}^H \mathbf{w}_{eMSE} \right|^2$$

où $\mathbf{v}_{kl}$ est le vecteur de réseau ayant pour composantes (v_{klj}) les pondérations en amplitude et en phase subies par le signal de la cible kl de la configuration C_k dans chacun des sous-réseaux j de l'antenne.

5. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que les coefficients de pondération P_k attribués aux configurations pour déterminer leurs contributions relatives à l'erreur quadratique moyenne généralisée sont ajustés selon un processus itératif tendant à modifier leurs valeurs de manière à imposer aux composantes de l'erreur quadratique moyenne généralisée des rapports arbitraires prédéterminés et impliquant, à chacune de ses étapes, une modification de ces valeurs et une redétermination des commandes de l'antenne réseau tenant compte de cette modification des valeurs des coefficients de pondération
6. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que la puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ adoptée dans les configurations en réception est ajustée selon un processus itératif tendant à imposer une valeur prédéterminée au rapport signal à bruit blanc du point de vue angulaire dans une configuration donnée de réception et impliquant, à chacune de ses étapes, une modification de la valeur de bruit blanc du point de vue angulaire adopté dans les configurations de réception et une redétermination des commandes de l'antenne réseau tenant

compte de cette modification.

7. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que la puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ' adoptée dans les configurations à l'émission est ajustée selon un processus itératif tendant à minimiser l'erreur quadratique moyenne généralisée commise dans la détermination des commandes correspondantes en réception, lorsque ladite erreur est normalisée par la puissance moyenne des cibles d'intérêt dans les configurations de réception, et impliquant à chacune de ses étapes une modification de la valeur de bruit blanc du point de vue angulaire adoptée dans les configurations à l'émission et une redétermination des commandes de l'antenne réseau à l'émission et à la réception.
8. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que la puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ' adoptée dans les configurations à l'émission, les coefficients de pondération P_k relativisant les contributions des différentes configurations à l'erreur quadratique moyenne généralisée et la puissance de bruit blanc du point de vue angulaire σ adoptée dans les configurations en réception sont ajustés selon des processus itératifs imbriqués.

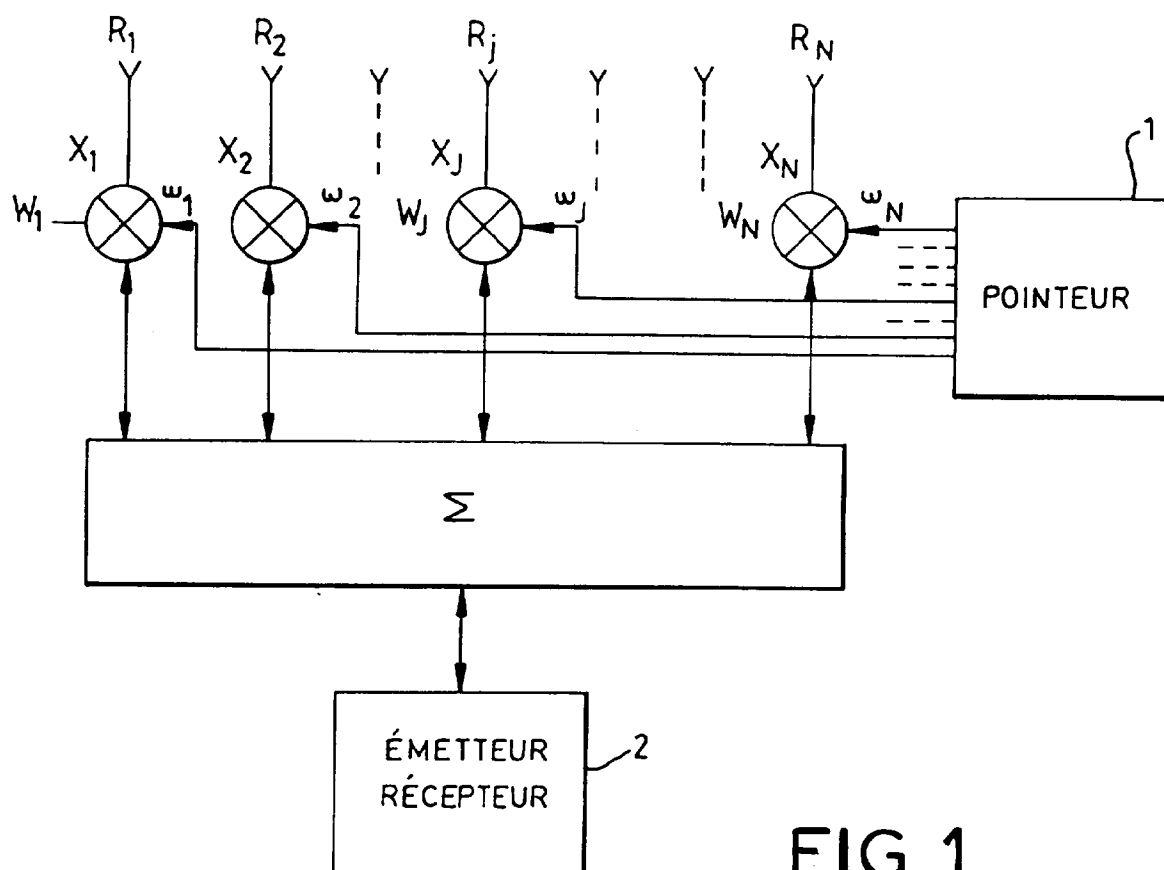


FIG. 1

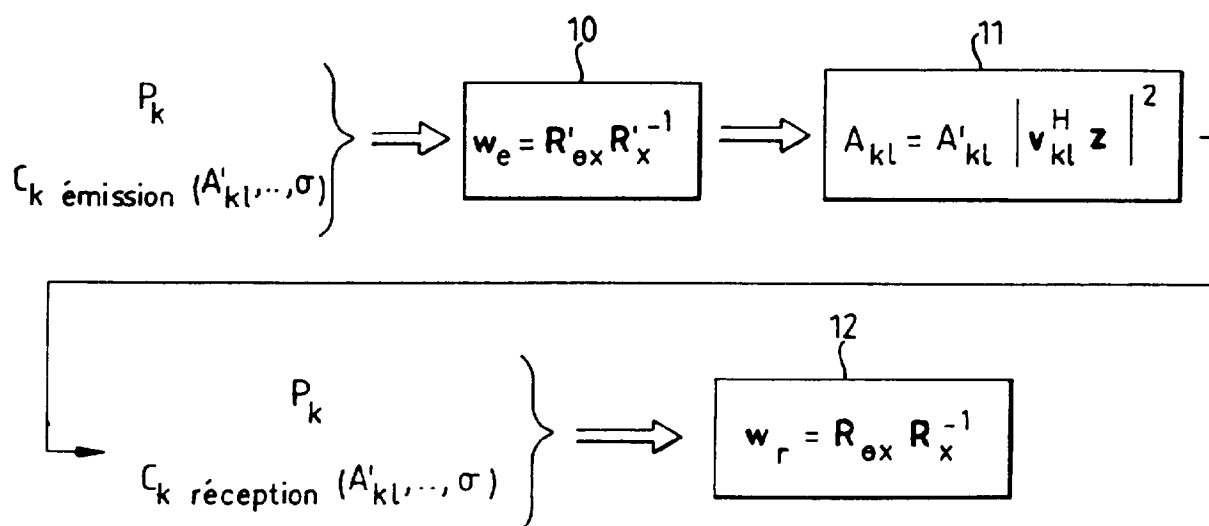


FIG. 2

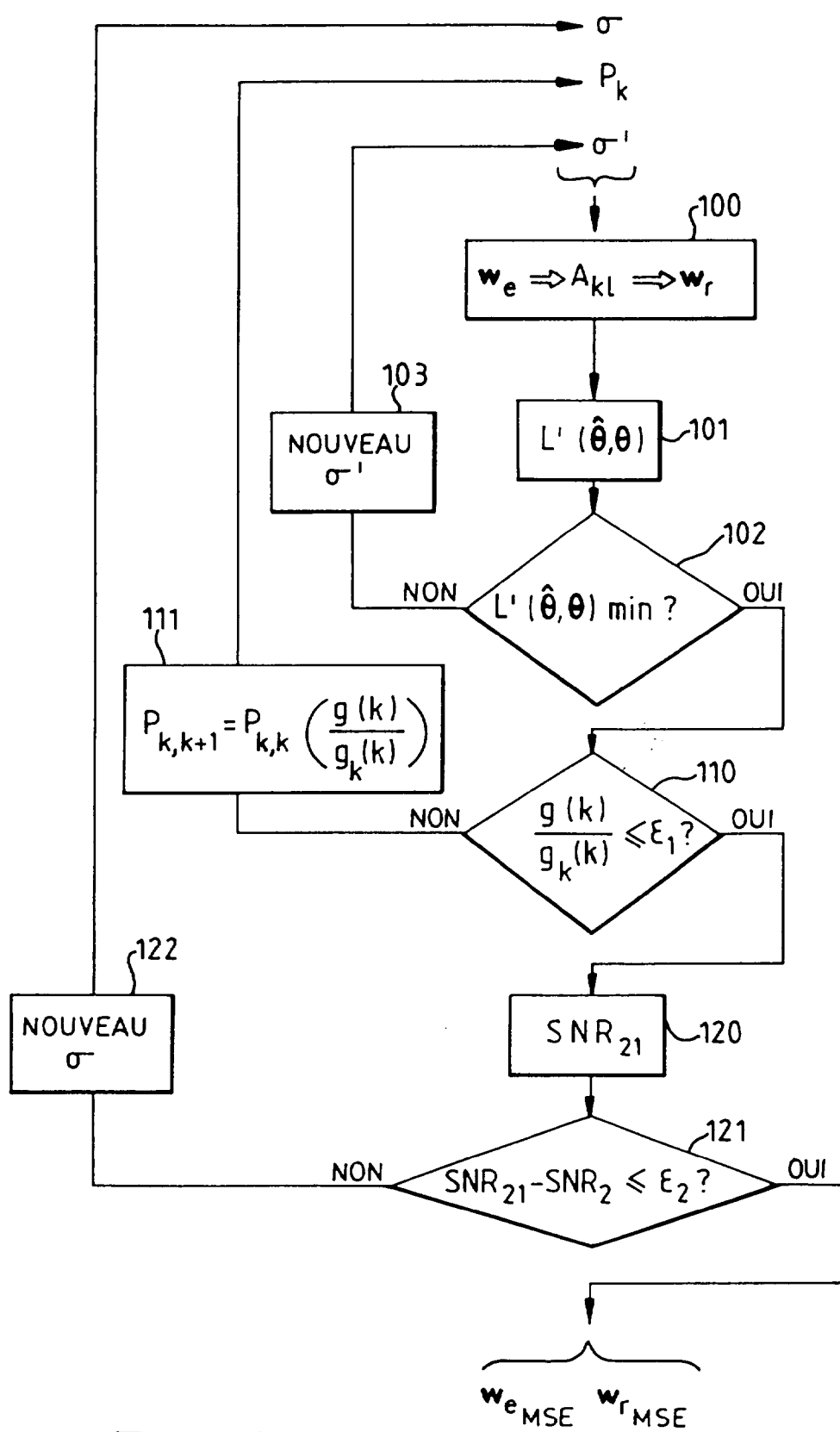


FIG.3